

***IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE***

Applicant: Takaaki KARIKOMI  
Title: CONTROL DEVICE FOR ELECTRIC MOTOR  
Appl. No.: Unassigned  
Filing Date: 07/30/2003  
Examiner: Unassigned  
Art Unit: Unassigned

**CLAIM FOR CONVENTION PRIORITY**

Commissioner for Patents  
PO Box 1450  
Alexandria, Virginia 22313-1450

Sir:

The benefit of the filing date of the following prior foreign application filed in the following foreign country is hereby requested, and the right of priority provided in 35 U.S.C. § 119 is hereby claimed.

In support of this claim, filed herewith is a certified copy of said original foreign application:

- JAPAN Patent Application No. 2002-222623 filed 07/31/2002.

Respectfully submitted,

Date July 30, 2003

FOLEY & LARDNER  
Customer Number: 22428



**22428**

PATENT TRADEMARK OFFICE

Telephone: (202) 672-5426  
Facsimile: (202) 672-5399

By 

Glenn Law  
Attorney for Applicant  
Registration No. 34,371

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年 7月31日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-222623

[ST.10/C]:

[JP2002-222623]

出 願 人

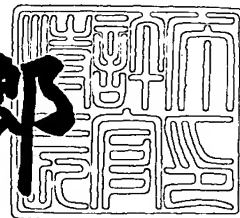
Applicant(s):

日産自動車株式会社

2003年 5月13日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3034417

【書類名】 特許願

【整理番号】 NM02-00230

【提出日】 平成14年 7月31日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 6/18  
H02K 21/00

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地  
日産自動車株式会社内

【氏名】 菊込 卓明

【特許出願人】

【識別番号】 000003997

【氏名又は名称】 日産自動車株式会社

【代理人】

【識別番号】 100075753

【弁理士】

【氏名又は名称】 和泉 良彦

【電話番号】 03-3214-0502

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 084480

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9707175

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電動機の制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源に接続され、前記直流電源からの電力を交流に変換して出力すると共に、この出力された交流電力によって電動機を駆動するインバータ回路と、該インバータ回路を目標トルク値に基づいて制御する制御手段と、を備えた電動機の制御装置において、

前記目標トルク値に応じて、空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出する特徴量目標値作成手段と、

前記電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳し、該重畳電流の空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量実際値を検出する特徴量実際値検出手段と、

前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値とに基づいて、電動機の位相角を検出する位相角検出手段と、

を備え、前記制御手段は、前記位相角検出手段によって検出された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする電動機の制御装置。

【請求項 2】

前記重畳電流の空間電流ベクトル軌跡から d 軸位相角を検出する d 軸位相角検出手段を備え、

前記位相角検出手段は、前記 d 軸位相角検出手段によって検出された前記 d 軸位相角を、前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値とに基づいて補正することにより、位相角を検出することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の制御装置。

【請求項 3】

前記位相角検出手段は、前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値とに基づ

いて角速度を算出し、該算出した角速度に基づいて位相角を検出することを特徴とする請求項 1 に記載の電動機の制御装置。

【請求項 4】

前記位相角検出手段は、前記特徴量目標値および前記特徴量実際値として、空間電流ベクトル軌跡の長軸長さ  $a$  と短軸長さ  $b$  との積  $a \times b$  を用いて位相角を検出することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項 5】

前記位相角検出手段は、前記特徴量目標値および前記特徴量実際値として、空間電流ベクトル軌跡の短軸長さ  $b$  と長軸長さ  $a$  との比  $b/a$  を用いて位相角を検出することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項 6】

前記位相角検出手段は、前記特徴量目標値および前記特徴量実際値として、空間電流ベクトル軌跡の長軸長さ  $a$  と短軸長さ  $b$  とを下記の式

$$\sqrt{(a^2 + b^2)} \div (a + b)$$

に代入して得られる値を用いて位相角を検出することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項 7】

前記位相角検出手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記  $d$  軸位相角検出手段によって検出された  $d$  軸位相角を補正することを特徴とする請求項 2 に記載の電動機の制御装置。

【請求項 8】

前記空間電流ベクトル軌跡は、 $\alpha - \beta$  軸上の電流軌跡であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 7 の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項 9】

前記空間電流ベクトル軌跡は、 $d - q$  軸上の電流軌跡であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 7 の何れかに記載の電動機の制御装置。

【請求項 10】

直流電源に接続され、前記直流電源からの電力を交流に変換して出力すると共に、この出力された交流電力によって電動機を駆動するインバータ回路と、該インバータ回路を目標トルク値に基づいて制御する制御手段と、を備えた電動機の制御装置において、

前記目標トルク値に応じて、空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出する特徴量目標値作成手段と、

前記電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳する重畳手段と、

前記電動機に供給した電流から前記重畳電流を分離する分離手段と、

前記分離した重畳電流の値から d 軸位相角を検出する d 軸位相角検出手段と、

前記分離した重畳電流の空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量実際値を検出する特徴量実際値検出手段と、

前記特徴量目標値作成手段によって算出された特徴量目標値と、前記特徴量実際値検出手段によって検出された特徴量実際値とに基づいて、補正角を算出する補正角算出手段と、

前記 d 軸位相角を前記補正角によって補正する位相角補正手段と、

を備え、前記制御手段は、前記位相角補正手段によって補正された位相角に基づいて前記インバータ回路を制御することを特徴とする電動機の制御装置。

#### 【請求項 1 1】

前記位相角補正手段は、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、前記 d 軸位相角検出手段によって検出された d 軸位相角を補正することを特徴とする請求項 1 0 に記載の電動機の制御装置。

#### 【請求項 1 2】

前記重畳電流は、電圧ベクトル軌跡が真円の高周波電流であり、この高周波電流を重畳して、該高周波電流の電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいて d 軸位相角を補正することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 1 1 の何れかに記載の電動機の制御装置。

#### 【請求項 1 3】

前記重畳電流は、電流ベクトル軌跡が真円の高周波電流であり、この高周波電

流を重畳して、該高周波電流の電圧ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいて d 軸位相角を補正することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 1 1 の何れかに記載の電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は電動機の制御装置に関し、例えば回転子に永久磁石を備えた三相同期電動機（Internal Permanent Magnet Motor：以下、I P M モータと記載）におけるセンサレス制御技術に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

電動機をインバータで駆動し、速度制御系として制御するためには、回転子の磁極位置（位相）を検出する必要がある。回転子の位置をセンサレスで検出する方法としては、例えば、「“電流ベクトル軌跡を用いた P M 電動機の位置センサレス界磁検出法における推定精度の評価”平成 7 年電気学会産業応用部門全国大会，N o . 6 8 3，1 9 9 4」に記載されたものがある。上記文献においては、駆動電流に高周波電流を重畳し、高周波空間電流ベクトル軌跡の長軸を検出することにより、位相を検出している。

【0 0 0 3】

【発明が解決しようとする課題】

上記の方法においては次のごとき問題があった。すなわち、電動機には、① q 軸電流を増やす程、飽和により q 軸インダクタンスが下がり、高周波空間電流ベクトル軌跡が真円に近付くという特性、および②飽和により磁束が最も通り易い位置と最も通り難い位置が電流位相とともに移動するという特性があり、上記②の特性により、誤差での遅れや駆動電流の電流指示での遅れを切っ掛けとして、q 軸電流が増える→検出位相が遅れる→q 軸電流が増える→…というループに陥り、①の特性により楕円電流が真円となる場合、および②の特性の相関が 1 に近く、楕円の長軸が d 軸ではなく電流位相を示す場合には、制御が脱調するため、高負荷時にはセンサレス動作ができなくなるという問題があった。

## 【 0 0 0 4 】

本発明は上記のごとき問題を解決するためになされたものであり、高負荷時でもセンサレス動作が可能な電動機の制御装置を提供することを目的とする。

## 【 0 0 0 5 】

## 【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するため、本発明においては特許請求の範囲に記載するように構成している。すなわち、請求項 1 においては、目標トルク値に応じて、空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出し、電動機を駆動する駆動電流に、該駆動電流とは異なる周波数の重畳電流を重畳し、該重畳電流の空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量実際値を検出し、前記特徴量目標値と特徴量実際値とに基づいて、電動機の位相角を検出するように構成している。すなわち、重畳電流の大きさから得られる特徴量をフィードバックすることにより、検出位相を操作（特徴量が目標値より大きい場合は、検出位相を進め、小さい場合は遅らせる）する制御を行う。

上記の空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量としては、例えば、長軸の長さ  $a$ 、短軸の長さ  $b$ 、 $a + b$ 、 $a \times b$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2}$ 、 $b / a$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2} \div (a + b)$  などを用いることが出来る。

## 【 0 0 0 6 】

## 【発明の効果】

空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量をフィードバックして位相角検出に用いることにより、磁気飽和が生じる高負荷域でもセンサレスで位相角（回転子磁極位置）の検出が可能になる、という効果が得られる。

## 【 0 0 0 7 】

## 【発明の実施の形態】

図 1 は、本発明の一実施例の全体構成を示すブロック図である。

図 1 において、制御手段 1（詳細後述）は、電流センサ 4 と電圧センサ 6 の信



号を入力し、PWM (Pulse Width Modulation) 指令 7 を算出してインバータ回路 2 へ送る。インバータ回路 2 は、電源部 5 の直流電力を PWM 指令 7 に応じた三相電力に変換し、その電力で I P M モータ 3 を駆動する。電流センサ 4 はインバータ回路 2 から I P M モータ 3 へ送られる三相電力のうちの二相（例えば U 相と V 相）の電流を検出する。また、電圧センサ 6 は電源部 5 の出力電圧（インバータ 2 の入力電圧）を検出する。上記電流センサ 4 と電圧センサ 6 の検出値は制御手段 1 へ送られ、PWM 指令 7 の算出に用いられる。なお、三相電流は、 $U + V + W = 0$  の関係があるので、何れかの二相を検出すれば演算で残りの一相の電流も求めることが出来る。

## 【 0 0 0 8 】

図 2 は、図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 1 の実施例のブロック図である。

図 2 において、電流／特徴量目標値作成部 1 0 は、外部から与えられたトルク目標値（例えばアクセルペダル操作量等）に基づいて d 軸電流目標値、q 軸電流目標値および特徴量目標値を作成する。なお、特徴量とは空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さの少なくとも一方に基づいた値であり、例えば長軸の長さ  $a$ 、短軸の長さ  $b$ 、 $a + b$ 、 $a \times b$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2}$ 、 $a / b$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2} \div (a + b)$  などがある（詳細後述）。

## 【 0 0 0 9 】

d - q 軸変換部 1 1 は、図 1 の電流センサ 4 から与えられる三相電流と位相角  $\theta$ （詳細後述）から d 軸電流と q 軸電流を算出する。

電流制御部 1 2（電流－電圧変換）は、例えば P I 制御（P I 制御は公知の比例・積分制御）を行って、上記の d 軸電流目標値と d 軸電流、q 軸電流目標値と q 軸電流とを一致させるように制御するための d 軸電圧指令と q 軸電圧指令を算出する。

なお、上記の電流制御には、非干渉制御を入れても良いし、三相電流の高周波分を除くためのローパスフィルタを入れても良い。

## 【 0 0 1 0 】

三相変換部 1 3 は、入力した 2 相分の d 軸電圧指令と q 軸電圧指令および位相角  $\theta$  に基づいて 3 相分の三相電圧指令を演算して出力する。

高周波回転電圧発生部 1 4（駆動電流よりも高周波数の重畳電流を重畳する重畳手段）は、高周波の回転電圧を発生させて PWM 指令作成部 1 5 に送出する。ここで回転電圧とは三相平衡電圧のことであり、図 3（a）に示すように、二相交流座標系である  $\alpha - \beta$  座標系に交換したときに電圧ベクトル軌跡が真円となる状態をいう。この回転電圧は、IPM モータ 3 に同期しない高周波の電圧であるため、この回転電圧によって IPM モータ 3 が回転することはない。

なお、IPM モータのように磁束電流とトルク電流とでインダクタンスに差がある場合には、図 3（b）に示すように電流ベクトル軌跡は d 軸方向に膨らんだ楕円となる。ここで、磁束電流（d 軸電流）とは磁束軸（d 軸方向）に磁界を作る電流成分であり、トルク電流（q 軸電流）とはトルク軸（q 軸方向）に磁界を作る電流成分（位相が d 軸から  $90^\circ$  進んでいる）である。

#### 【0011】

PWM 指令作成部 1 5 は、高周波回転電圧発生部 1 4 からの回転電圧と三相変換部 1 3 からの三相電圧指令とを重畳した電圧と、図 1 の電圧センサ 6 から与えられた直流電圧とを入力し、PWM 指令 7 を作成する。この PWM 指令 7 によって図 1 のインバータ回路 2 を制御し、インバータ回路 2 から出力する三相電力によって IPM モータ 3 を駆動する。

#### 【0012】

一方、周波数分離部 1 6（重畳電流を分離する分離手段）は、一般的には周波数フィルタを用いて、電流センサ 4 から入力した三相電流から高周波電流を分離して出力し、3 相 2 相変換部 1 7 に送る。

3 相 2 相変換部 1 7 は、周波数分離部 1 6 から入力した高周波成分の三相電流を、図 3（b）に示す  $\alpha - \beta$  座標系の二相電流に変換し、変換された  $\alpha - \beta$  座標系の電流を d 軸検出部 1 8 に送る。

#### 【0013】

d 軸検出部 1 8（d 軸位相角検出手段）は、3 相 2 相変換部 1 7 で  $\alpha - \beta$  座標系に変換された電流ベクトルの  $\alpha$  軸成分  $i_\alpha$  と  $\beta$  軸成分  $i_\beta$  とにつき、図 5 に示すように、ピーク値を検出することで振幅  $I_\alpha$ 、 $I_\beta$  を求めるとともに、ゼロクロスの時間を検出することで位相  $\phi_\alpha$ 、 $\phi_\beta$  を求める。そして、図 3（b）に示

す $\alpha - \beta$ 座標系において $\alpha$ 軸から楕円長軸（d軸）までの角度 $\theta$ を下記（数1）式により求める。

【0014】

【数1】

$$\theta = \begin{cases} \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2H}{A-B} \right), & (A < B) \\ \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2H}{A-B} \right) + \frac{\pi}{2}, & (A > B) \\ \frac{\pi}{4}, & (A = B, H > 0) \\ -\frac{\pi}{4}, & (A = B, H < 0) \end{cases} \quad \dots \text{（数1）}$$

$$\text{但し、} \begin{cases} A = \frac{1}{I_{\alpha}^2} \\ B = \frac{1}{I_{\beta}^2} \\ H = -\frac{\cos(\varphi_{\alpha} - \varphi_{\beta})}{I_{\alpha} I_{\beta}} \end{cases} \quad \begin{cases} i_{\alpha} = I_{\alpha} \sin(\omega t + \varphi_{\alpha}) \\ i_{\beta} = I_{\beta} \sin(\omega t + \varphi_{\beta}) \end{cases}$$

（数1）式により、 $\pm 90^{\circ}$ の範囲で $\alpha$ 軸とd軸とのなす角度 $\theta$ が求まる。

この角度 $\theta$ を $\pm 180^{\circ}$ の範囲まで拡張するために、連続した検出では $90^{\circ}$ 以上位相が変化することがないという前提を用いる。つまり、後述する図4に示すフローは、たとえば $100 \mu \text{sec}$ 毎に起動するので、通常 $90^{\circ}$ 以上位相が変化することはない。したがって、連続した検出において、 $89^{\circ}$ から $-89^{\circ}$ に変化した場合には、 $89^{\circ}$ から $91^{\circ}$ （ $= -89^{\circ} + 180^{\circ}$ ）へ変化したものとする。同様に、 $-89^{\circ}$ から $89^{\circ}$ に変化した場合には、 $-89^{\circ}$ から $-91^{\circ}$ （ $= 89^{\circ} + 180^{\circ} - 360^{\circ}$ ）に変化したものとする。これにより、 $\alpha$ 軸とd軸とのなす角度 $\theta$ を $\pm 180^{\circ}$ の範囲で検出することができる。

【0015】

なお、最初の検出を行ったときの初期位相は変化の比較対象が存在しないので決定できない。すなわち、最初の検出の演算結果が  $30^\circ$  であった場合、この初期位相が  $30^\circ$  なのか  $-150^\circ$  なのかが不明である。このため、最初の検出では暫定的に  $\theta$  の範囲を  $\pm 90^\circ$  の範囲、上記の例では  $30^\circ$  としておき、後述する N/S 判定による極性判定にて正しい  $\theta$ 、つまり  $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  の範囲で求めることとする。

上記の d 軸検出部 18 で求めた  $\alpha$  軸から楕円長軸 (d 軸) までの角度  $\theta$  を d 軸位相角  $\theta_0$  とする。

【0016】

特徴量算出部 19 (特徴量実際値検出手段) は、 $\alpha$  軸電流と  $\beta$  軸電流から実際の特徴量を算出する (詳細後述)。

特徴量制御部 20 (補正角算出手段) は、実際の特徴量と前記特徴量目標値から補正角  $\theta'$  を算出する。つまり、実際の特徴量が特徴量目標値より大きい場合は、検出位相を進め、小さい場合は遅らせる。このフィードバック制御には P I 制御を用い、制御ゲインは実験的に設定する。

P I 制御による補正角  $\theta'$  の算出は、例えば下記 (数 2) 式を用いて行う。

【0017】

【数 2】

$$\theta'(s) = -\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \{ft^*(s) - ft(s)\} \quad \dots (\text{数 } 2)$$

$\theta'$ : 補正角

$ft^*$ : 特徴量目標値

$ft$ : 特徴量

$K_p$ : 比例ゲイン

$K_i$ : 積分ゲイン

$s$ : ラプラス演算子

なお、電流／特徴量目標値作成部 1 0 における特徴量目標値は、電流目標値とともに変化させる方法、一定値とする方法等があるが、いずれにしても、補正角  $\theta'$  による補正は電流が小さい低負荷領域では適用しないため、下記のように電流の大きさにより、制御の ON / OFF を行う。

すなわち、スイッチ SW 1 は、I P M モータ 3 の駆動電流（電流センサ 4 で検出）が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみオンになる。

スイッチ SW 1 がオンの場合には、d 軸検出部 1 8 から出力される d 軸位相角  $\theta_0$  と特徴量制御部 2 0 から出力された補正角  $\theta'$  とが加算器 2 6（位相角補正手段）で加算され、それによって  $\theta_0$  が  $\theta'$  で補正され、位相角  $\theta$  となる。そして補正後の位相角  $\theta$  が d - q 軸変換部 1 1 と三相変換部 1 3 へ送られ、前記の演算に用いられる。

したがって図 2 の回路においては、I P M モータ 3 の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においては、特徴量に基づいて補正された位相角  $\theta$  が演算に用いられ、高負荷領域以外の動作状態では d 軸検出部 1 8 から出力される d 軸位相角  $\theta_0$  がそのまま用いられる。

上記のように、電動機の駆動電流が予め定められた所定値以上の高負荷領域においてのみ、d 軸検出手段 1 8 によって検出された d 軸位相角を補正するように構成すれば、補正する必要の無い低負荷領域では特徴量算出部 1 9 や特徴量制御部 2 0 における補正角  $\theta'$  の演算を停止することが出来るので、演算負荷を低減することができる。

#### 【 0 0 1 8 】

図 4 は、磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャートを示す。

まず、図 4（a）において、ステップ S 1 では、高周波回転電圧発生部 1 4 からの高周波回転電圧に対応した高周波回転電流を流すことにより、仮の d 軸を検出する。

ステップ S 2 では、磁極の N 極と S 極を判別する N / S 判定を行って真の d 軸を検出する。この N / S 判定は、（1）高周波電圧を磁束による飽和が起こる程度の大きな電圧として印加し、楕円の中心がずれる方向を検出する方法、（2）

停止時に d 軸のみに低周波の正弦波電圧を印加し、d 軸電流の正の大きさと負の大きさを比較する方法、(3) d 軸のみに正負の直流電流を印加し、それぞれの場合の高周波電流の振幅の大きさを比較する方法等があり、そのいずれかを用いて行う。

上記のようにして、真の d 軸、つまり d 軸位相角を検出し、それを用いてステップ S 3 でトルク制御を行う。この内容は前記図 2 の電流制御部 1 2 以下に記載したとおりである。

#### 【 0 0 1 9 】

次に、図 4 (b) において、ステップ S 4 では、電流センサ 4 により検出した電流から高周波成分を分離する(前記周波数分離部 1 6)。そしてステップ S 5 では高周波電流を  $\alpha - \beta$  軸上に変換し、図 3 (b) の状態とする(前記 3 相 2 相変換部 1 7)。

ステップ S 6 では、 $\alpha - \beta$  座標系に変換された電流ベクトルの  $\alpha$  軸成分  $i_\alpha$  と  $\beta$  軸成分  $i_\beta$  とにつき、図 5 に示すように、ピーク値を検出することで振幅  $I_\alpha$ 、 $I_\beta$  を求めるとともに、ゼロクロスの時間を検出することで位相  $\phi_\alpha$ 、 $\phi_\beta$  を求める。

#### 【 0 0 2 0 】

ステップ S 7 では、暫定的に、 $\pm 90^\circ$  範囲で初期位相  $\theta$  を算出する。なお、今回の演算における算出値を  $\theta_2$  とし、前回の値を  $\theta_1$  とする。

ステップ S 8 ～ステップ S 1 0 では、上記  $\pm 90^\circ$  範囲の初期位相  $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  範囲に拡張する。この  $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  範囲に拡張するために、連続した検出では  $90^\circ$  以上位相が変化することがないという前提を用いる。つまり、連続した検出で、 $89^\circ$  から  $-89^\circ$  に変化した場合は、 $89^\circ$  から  $-89^\circ + 180^\circ = 91^\circ$  へ変化したものとし、また、 $-89^\circ$  から  $89^\circ$  に変化した場合は、 $-89^\circ$  から  $89^\circ + 180^\circ = 269^\circ = -91^\circ$  へ変化したとする。これにより、 $\theta$  を  $\pm 180^\circ$  範囲で検出できるが、初めてこの演算結果を出した時には、初期位相がわからない。つまり、初めての演算結果が  $30^\circ$  だった場合、 $30^\circ$  なのか、 $-150^\circ$  なのか分からない。ここでは、暫定的に、初期位相は  $\pm 90^\circ$  範囲内としておく。

まずステップ S 8 では、今回の演算が初回か否かを判断し、初回の場合には上記のように判別がつかないので、ステップ S 1 1 へ行き、演算値をそのまま出力する。初回でない場合にはステップ S 9 へ行く。

ステップ S 9 では、前回演算値  $\theta_1$  と今回の演算値  $\theta_2$  との差の絶対値が  $90^\circ$  以上か否かを判断し、 $90^\circ$  未満の場合は、ステップ S 1 1 へ行き、今回の演算値  $\theta_2$  をそのまま出力する。差の絶対値が  $90^\circ$  以上の場合にはステップ S 1 0 で、今回の演算値  $\theta_2$  に  $180^\circ$  を加えた値を出力する。

以上の演算（ステップ S 6 ～ステップ S 1 1）は d 軸検出部 1 8 で行う。

#### 【0 0 2 1】

次に、本発明の特徴とする特徴量による位相角の補正について説明する。

特徴量算出部 1 9 および特徴量制御部 2 0 における位相角の補正は、磁気飽和が起こる場合（高負荷域）に用いる。

磁気飽和が起こる場合の楕円の長軸と d 軸の差  $\theta_e$  は、図 6 に示すようになる。図 6 において、縦軸は長軸と d 軸の差  $\theta_e$ 、横軸  $\beta$  は電流位相角（q 軸からの位相角）であり、電流  $i_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$  毎の特性を示している。電流値が小さい場合は、楕円の長軸と d 軸は多少の誤差は有るものの、長軸が d 軸を示すことに変わりはない（図 6 では  $100\text{A} \sim 400\text{A}$  程度の範囲）。しかし、電流値が大きい場合は、楕円の長軸は電流位相角に従って動き、d 軸との相関はなくなって、電流位相角との相関が高くなる。このような状態では、位相検出はできない。そこで、磁気飽和がある場合（高負荷域）には、楕円電流から得られる他の特徴量を用いることにする。

#### 【0 0 2 2】

図 7 ～図 1 1 は、図 6 と同様な条件における各特徴量と電流位相  $\beta$  との関係を示す図であり、図 7 は楕円電流の長軸の長さ  $a$ 、図 8 は  $a + b$ 、図 9 は短軸の長さ  $b$ 、図 1 0 は  $b/a$ 、図 1 1 は  $a \times b$  の各特性を示す。

これらの特徴量を所定値（電流／特徴量目標値作成部 1 0 で定めた特徴量目標値）に制御するため、特徴量制御部 2 0 を設けている。特徴量制御部 2 0 では、P I 制御等により、位相の補正角  $\theta'$  を算出し、これにより d 軸位相角  $\theta_0$  を補正する。前記図 7 ～図 1 1 の特性から判るように、特徴量は電流位相  $\beta$  に応じて

右下がりの特性を持っているため、実際の特徴量が特徴量目標値より大きい場合は、検出位相を進め（補正角  $\theta'$  を+）、電流位相  $\beta$  を進める効果を出す。同様に、特徴量目標値より小さい場合は、検出位相を遅らせ（補正角  $\theta'$  を-）、電流位相  $\beta$  を遅らす効果を出す。この際、制御ゲインは実験的に決定する。

ただし、上記の補正角  $\theta'$  による補正は、磁気飽和が生じる高負荷域においてのみ行う。つまり、スイッチ SW1 は I P M モータ 3 の駆動電流が予め定めた所定値以上の場合にオン、小さい場合にはオフとなる。

#### 【 0 0 2 3 】

なお、楕円電流の大きさから得られる特徴量としては、前記のように、長軸の長さ  $a$ 、短軸の長さ  $b$ 、 $a + b$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2}$  等、種々考えられるが、 $b/a$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2} \div (a + b)$  等の無単位（比率）の特徴量を用いることにより、正確な制御が可能となる。

また、 $b/a$  を採用する場合は、楕円電流が真円になることも防げるが、他の特徴量の場合は、楕円電流が真円にならないように、特徴量目標値を設定しなければならない。

また、図 1 1 のように、 $a \times b$  の場合には、最大トルク時電流位相角は、 $30^\circ \sim 50^\circ$  程度であり、電流毎に傾きは異なるものの直線的であり制御しやすい。この特性は  $a + b$ 、 $\sqrt{a^2 + b^2}$  でも同様である。ただし、電動機により特性は異なるので、常に良好な特性となるとは限らない。なお、 $a \times b$  の場合には、 $\sqrt{\quad}$  の演算が無いので、演算負荷を低減できるという利点も有る。

#### 【 0 0 2 4 】

上記のごとき特徴量は下記の式で算出する。すなわち、楕円の長軸の長さを  $a$ 、短軸の長さを  $b$  とすれば、 $a$  および  $b$  は下記（数 3）式で算出する。

#### 【 0 0 2 5 】



【数 3】

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 + 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_\alpha - \varphi_\beta)|} + \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 - 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_\alpha - \varphi_\beta)|} \right\} \\ b = \frac{1}{2} \left\{ \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 + 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_\alpha - \varphi_\beta)|} - \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 - 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_\alpha - \varphi_\beta)|} \right\} \end{cases}$$

… (数 3)

電流／特徴量目標値作成部 10 では、特徴量目標値として予め実験により把握した特徴量をトルク毎のテーブルとして持ち、電流目標値と同様に、トルク目標値に応じて検索して算出する。なお、実電流は電流目標値とは異なるため、特徴量目標値に電流制御の応答を考慮したローパスフィルタをかけることが望ましい。また、トルク毎のテーブルではなく、電流毎のテーブルとして、実電流から特徴量目標値を算出しても良い。

【0026】

ここで、これまで説明した演算に用いる各数式を纏めて記載する。

【0027】

【数 4】

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix}$$

$i_d, i_q$  : d 軸/q 軸電流計測値 [A] .

… (数 4)

$i_u, i_v, i_w$  : 三相電流計測値 [A]

但し、 $i_w$  は  $i_w = -i_u - i_v$  として省略可能。

$\theta$  : d 軸検出部より出力される位相

【0028】

【数 5】

$$\begin{cases} v_d^*(s) = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \{ i_d^*(s) - i_d(s) \} \\ v_q^*(s) = \left( K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) \{ i_q^*(s) - i_q(s) \} \end{cases} \quad \dots \text{ ( 数 5 )}$$

$i_d^*, i_q^*$  : d 軸/q 軸電流指令値 [A]

$v_d^*, v_q^*$  : d 軸/q 軸電圧指令値 [V]

$s$  : ラプラス演算子

$K_{pd}, K_{pq}$  : d 軸/q 軸比例ゲイン

$K_{id}, K_{iq}$  : d 軸/q 軸積分ゲイン

【 0 0 2 9】

【数 6】

$$\begin{cases} v_d^* = v_d'^* - \omega L_q i_q \\ v_q^* = v_q'^* + \omega (L_d i_d + \Phi) \end{cases} \quad \dots \text{ ( 数 6 )}$$

$v_d^*, v_q^*$  : d 軸/q 軸電圧指令値 [V]

$v_d'^*, v_q'^*$  : PI 制御出力 d 軸/q 軸電圧指令値 [V]

$i_d, i_q$  : d 軸/q 軸電流値 [A]

$L_d, L_q$  : d 軸/q 軸インダクタンス [H]

$\Phi$  : 誘起電圧定数 [Wb]

$\omega$  : 角速度 (電気角) [rad/s]

【 0 0 3 0】

【数 7】

$$\begin{pmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{pmatrix} \quad \dots \text{ (数 7 )}$$

$v_u^*, v_v^*, v_w^*$  : 三相電圧指令値 [V]

【0 0 3 1】

【数 8】

$$t_u^* = \frac{T_0}{2} \frac{v_u^*}{v_{dc}}, \quad t_v^* = \frac{T_0}{2} \frac{v_v^*}{v_{dc}}, \quad t_w^* = \frac{T_0}{2} \frac{v_w^*}{v_{dc}} \quad \dots \text{ (数 8 )}$$

$v_{dc}$  : 直流電圧計測値 [V]

$t_u^*, t_v^*, t_w^*$  : 三相 PWM デューティー幅 (上アーム ON 時間)

$T_0$  : PWM 周期 (10 [kHz] の場合は、100 [ $\mu$ s])

【0 0 3 2】

【数 9】

$$a + b = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2 + 2I_\alpha I_\beta |\sin(\varphi_\alpha - \varphi_\beta)|} \quad \dots \text{ (数 9 )}$$

【0 0 3 3】

【数 1 0】

$$\sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2} \quad \cdots (\text{数} 10)$$

【0 0 3 4】

【数 1 1】

$$ab = I_\alpha I_\beta \left| \sin(\varphi_\alpha - \varphi_\beta) \right| \quad \cdots (\text{数} 11)$$

上記のように第 1 の実施例においては、空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さととの少なくとも一方に基づいた特徴量をフィードバックして位相角を補正することにより、磁気飽和が生じる高負荷域でもセンサレスで位相角の検出が可能になる。

また、回転数変化による位相検出の遅れを吸収することが可能である。

また、特徴量として「 $a \times b$ 」を用いた場合は、「 $a + b$ 」や「 $\sqrt{a^2 + b^2}$ 」と同様に、最大トルク発生電流位相角付近（約  $30^\circ \sim 60^\circ$ ）での特性が良く、かつ、演算量が少なくて済む、という利点がある。

【0 0 3 5】

次に、図 1 2 は、図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 2 の実施例のブロック図である。

この実施例は、磁気飽和を生じる高負荷域では、d 軸検出部 1 8 からの d 軸位相角  $\theta_0$  を用いず、特徴量制御部 2 0 のみで、位相を検出する構成を示すものである。

この場合、特徴量制御部 2 0 は、角速度  $\omega$  [rad/s] を出力し、積分回路 2 1 で  $\omega$  を積分して位相角  $\theta$  [rad] を算出する。すなわち、特徴量制御部 2 0 では、PI 制御等により、角速度  $\omega$  を算出し、位相角を修正する。特徴量が  $\beta$  により右下がりの特性を持っているため、実特徴量が特徴量目標値より大きい場

合は、角速度 $\omega$ を進め（ $\omega$ を下げる）、 $\beta$ を進める効果を出す。実特徴量が特徴量目標値より小さい場合は、角速度 $\omega$ を遅らせ（ $\omega$ を上げる）、 $\beta$ を遅らす効果を出す。この際、制御ゲインは実験的に決定する。

上記角速度 $\omega$ は、下記（数 1 2）式で求める。

【 0 0 3 6 】

【数 1 2】

$$\omega(s) = - \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \{ ft^*(s) - ft(s) \} \quad \cdots \text{ (数 12)}$$

$\omega$  : 角速度 (電気角) [rad/s]

$ft^*$  : 特徴量目標値

$ft$  : 特徴量

$K_p$  : 比例ゲイン

$K_i$  : 積分ゲイン

$s$  : ラプラス演算子

スイッチ SW 1 は、磁気飽和を生じる高負荷域以外では、d 軸検出部 1 8 側に接続され、d 軸検出部 1 8 からの d 軸位相角  $\theta_0$  を位相角  $\theta$  として後続の回路へ送る。そして磁気飽和を生じる高負荷域では、積分回路 2 1 側に切り替えられ、角速度 $\omega$ を積分して算出した値を位相角  $\theta$  として後続の回路へ送る。

図 1 2 の構成によれば、楕円電流が真円になることを留意しなくて済むという利点がある。

【 0 0 3 7 】

次に、図 1 3 は、図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 3 の実施例のブロック図である。

この実施例は、d 軸検出部 1 8 における d 軸位相角  $\theta_0$  の演算に角速度 $\omega$ を用いる構成を示すものである。

図 1 3 において、周波数分離部 1 6 は、d - q 軸変換部 1 1 で変換後の d 軸電

流と q 軸電流を入力し、そのうちから高周波成分（高周波 d - q 軸電流）を分離する。

d 軸検出部 1 8 では、d - q 軸上に変換された高周波分離された電流ベクトルの d 軸成分  $i_d'$  と q 軸成分  $i_q'$  をそれぞれ、ピーク値検出、0 クロスの時間検出により、振幅、位相を求める。この時、d 軸から楕円長径までの角度  $\theta$  は、前記（数 1）式と同様であるが、これに一定の係数を乗じて角速度  $\omega$  として出力する。そして積分回路 2 2 で上記  $\omega$  を積分することにより、d 軸位相角  $\theta_0$  を生成して出力する。

特徴量制御部 2 0 は、前記図 2 と同様に補正角  $\theta'$  を出力し、スイッチ SW 1 がオンの高負荷域では、図 2 と同様に補正角  $\theta'$  によって d 軸位相角  $\theta_0$  を補正して位相角  $\theta$  とする。

図 1 3 のように d - q 軸上で長軸検出を行うと、一定回転時に高周波電流ベクトルの軌跡が d - q 軸上で楕円の状態で停止するため、検出誤差がないという利点がある。

#### 【 0 0 3 8 】

次に、図 1 4 は、図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 4 の実施例のブロック図である。

この実施例は、図 1 2 と図 1 3 を組み合わせたものであり、角速度  $\omega$  を積分する積分回路をスイッチ SW 1 の後ろに接続している。

図 1 4 において、d 軸検出部 1 8 から出力された角速度  $\omega$  は、そのままスイッチ SW 1 へ送られ、また、特徴量制御部 2 0 は、前記図 1 2 と同様に角速度  $\omega$  を出力する。そしてスイッチ SW 1 は磁気飽和を生じる高負荷域では特徴量制御部 2 0 側へ、高負荷域以外では d 軸検出部 1 8 へ接続される。したがって積分回路 2 3 は、高負荷域では特徴量制御部 2 0 からの角速度  $\omega$  を積分して位相角  $\theta$  として出力し、高負荷域以外では d 軸検出部 1 8 からの角速度  $\omega$  を積分して位相角  $\theta$  として出力する。

図 1 4 の構成によれば、図 1 2 と図 1 3 の両方の効果が得られる。

#### 【 0 0 3 9 】

次に、図 1 5 は、図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 5 の実施例のブロック図で

ある。

これまで説明した第 1 ～第 4 の実施例は、電圧ベクトル軌跡が真円の高周波電流を重畳し、該高周波電流の電流ベクトル軌跡の長軸の長さの少なくとも一方に基づいて d 軸位相角を補正するという構成であったが、本第 5 の実施例は、電流ベクトル軌跡が真円の高周波電流を重畳し、該高周波電流の電圧ベクトル軌跡の長軸の長さの少なくとも一方に基づいて d 軸位相角を補正するという構成である。

図 1 5 において、周波数分離部 2 4 は、一般的に周波数フィルタを用いて、電流センサ 4 から入力した三相電流から高周波電流を分離して出力する。

高周波電流制御部 2 5 は、上記高周波電流と高周波電流目標値とを入力し、高周波空間電流ベクトル軌跡が真円（図 1 6 a 参照）となるように、P I 制御等を行って高周波三相電圧指令を作成する。

【0 0 4 0】

高周波三相電圧指令を空間ベクトル化すると、図 1 6 (b) に示すように、その軌跡は楕円となる。磁気飽和が生じない低負荷時には、楕円の長軸方向は q 軸（インダクタンス最大の位置）を指しており、d 軸検出は q 軸位相から  $90^\circ$  を差し引くことによって行うことが出来る。すなわち、3 相 2 相変換部 1 7 では、高周波電流制御部 2 5 から出力された高周波三相電圧指令を入力し、図 1 6 (b) に示すような  $\alpha - \beta$  軸電圧を出力する。d 軸検出部 1 8 は、上記のように q 軸位相から  $90^\circ$  を差し引くことによって d 軸位相角  $\theta_0$  を算出して出力する。

高負荷域における特徴量による補正は、前記第 1 ～第 4 の実施例と同様に、図 1 6 (b) の楕円の長軸の長さの少なくとも一方に基づいた特徴量を所定値に保つことにより、位相を補正する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施例の全体構成を示すブロック図。

【図 2】

図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 1 の実施例のブロック図。

【図 3】

真円の電圧ベクトル軌跡と楕円の電流ベクトル軌跡とを示す図。

【図 4】

磁気飽和がない場合（高負荷領域以外）におけるトルク制御に移行するまでの処理のフローチャート。

【図 5】

位相  $\phi \alpha$ 、 $\phi \beta$  の検出方法を説明するための図。

【図 6】

磁気飽和が起こる場合の楕円の長軸と d 軸の差  $\theta e$  を示す図。

【図 7】

特徴量である楕円電流の長軸の長さ  $a$  と電流位相  $\beta$  との関係を示す図。

【図 8】

特徴量である楕円電流の長軸  $a$  + 短軸  $b$  と電流位相  $\beta$  との関係を示す図。

【図 9】

特徴量である楕円電流の短軸の長さ  $b$  と電流位相  $\beta$  との関係を示す図。

【図 1 0】

特徴量である楕円電流の短軸  $b$  / 長軸  $a$  と電流位相  $\beta$  との関係を示す図。

【図 1 1】

特徴量である楕円電流の長軸  $a \times$  短軸  $b$  と電流位相  $\beta$  との関係を示す図。

【図 1 2】

図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 2 の実施例のブロック図。

【図 1 3】

図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 3 の実施例のブロック図。

【図 1 4】

図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 4 の実施例のブロック図。

【図 1 5】

図 1 の制御手段 1 の詳細を示す第 5 の実施例のブロック図。

【図 1 6】

真円の電流ベクトル軌跡と楕円の電圧ベクトル軌跡とを示す図。

【符号の説明】



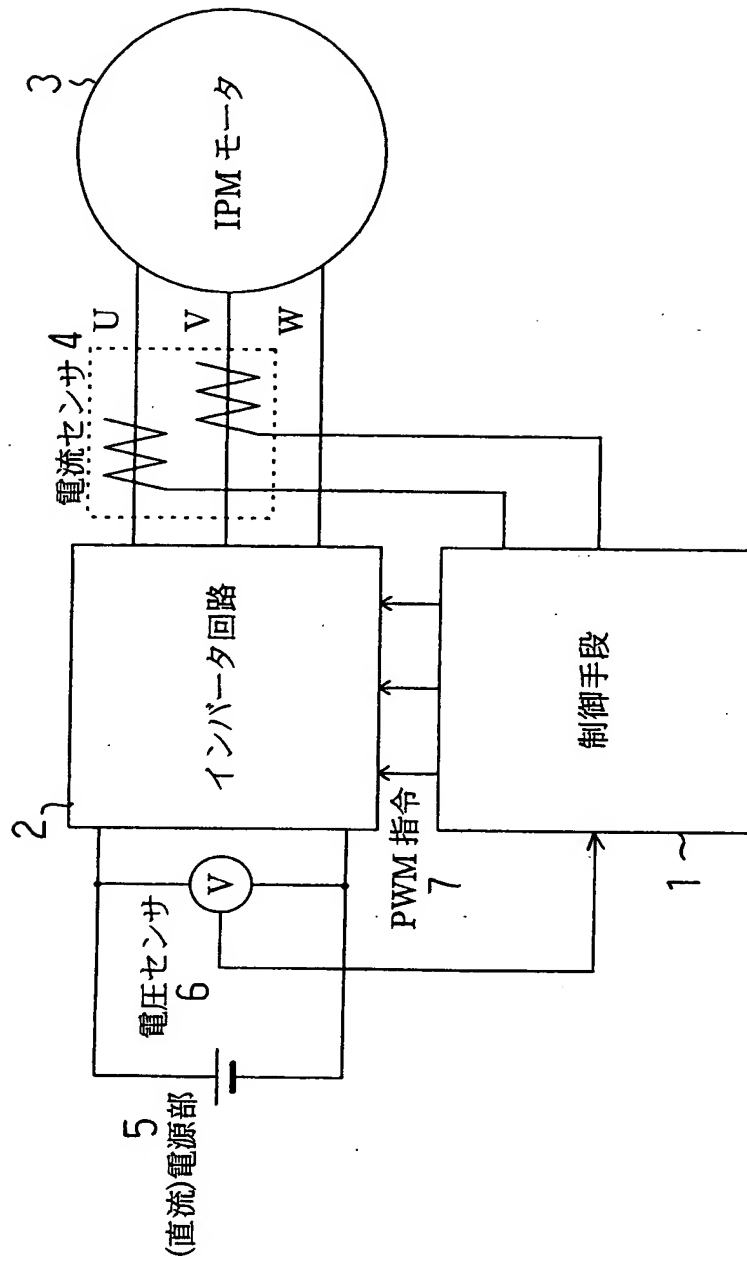
- |                   |                   |
|-------------------|-------------------|
| 1 …制御手段           | 2 …インバータ回路        |
| 3 … I P Mモータ      | 4 …電流センサ          |
| 5 …電源部            | 6 …電圧センサ          |
| 7 … P W M指令       | 1 0 …電流／特徴量目標値作成部 |
| 1 1 … d - q 軸変換部  | 1 2 …電流制御部        |
| 1 3 …三相変換部        | 1 4 …高周波回転電圧発生部   |
| 1 5 … P W M指令作成部  | 1 6 …周波数分離部       |
| 1 7 … 3 相 2 相変換部  | 1 8 … d 軸検出部      |
| 1 9 …特徴量算出部       | 2 0 …特徴量制御部       |
| 2 1、2 2、2 3 …積分回路 | 2 4 …周波数分離部       |
| 2 5 …高周波電流制御部     | 2 6 …加算器          |

【書類名】

図面

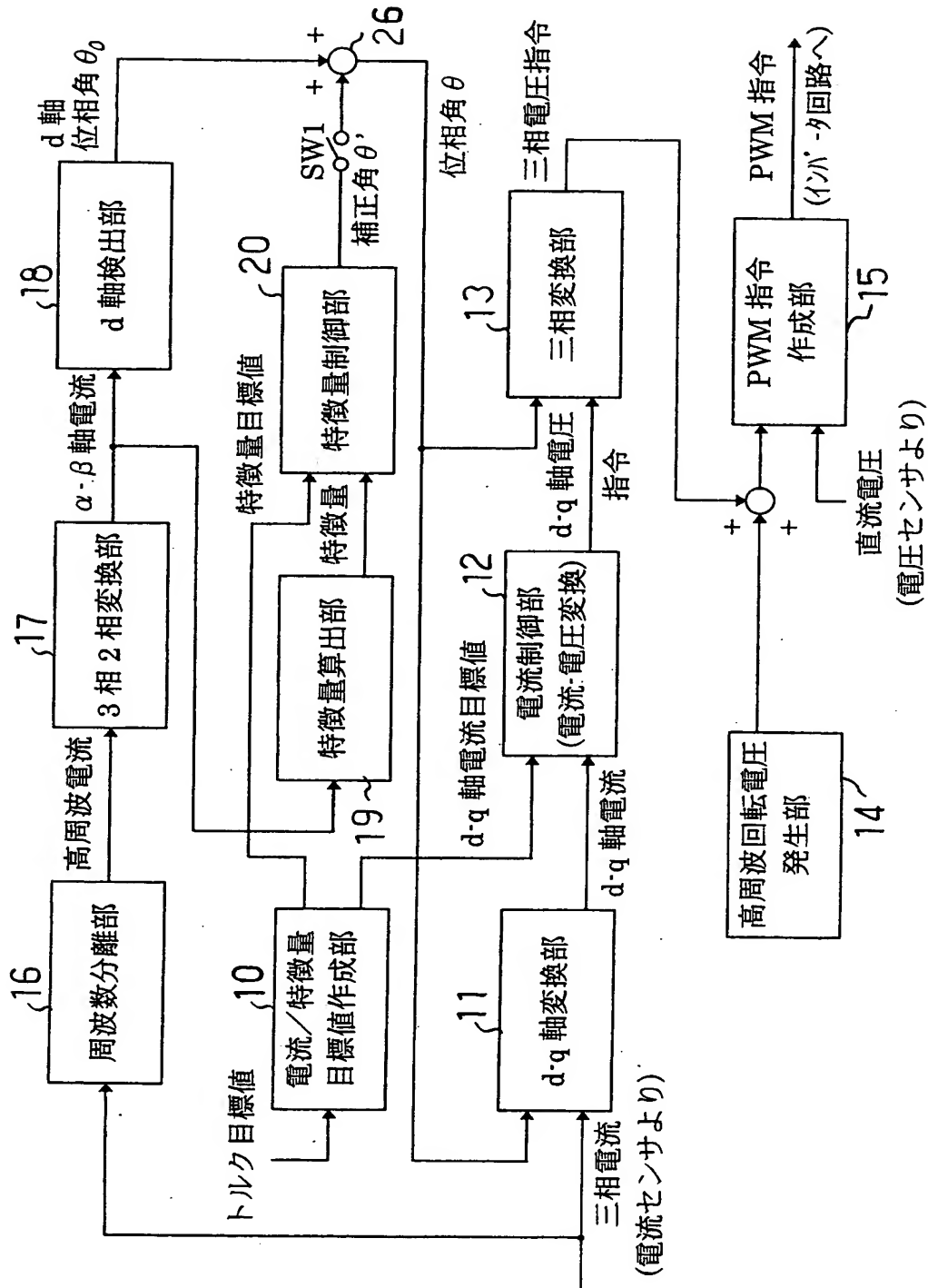
【図 1】

( 図 1 )



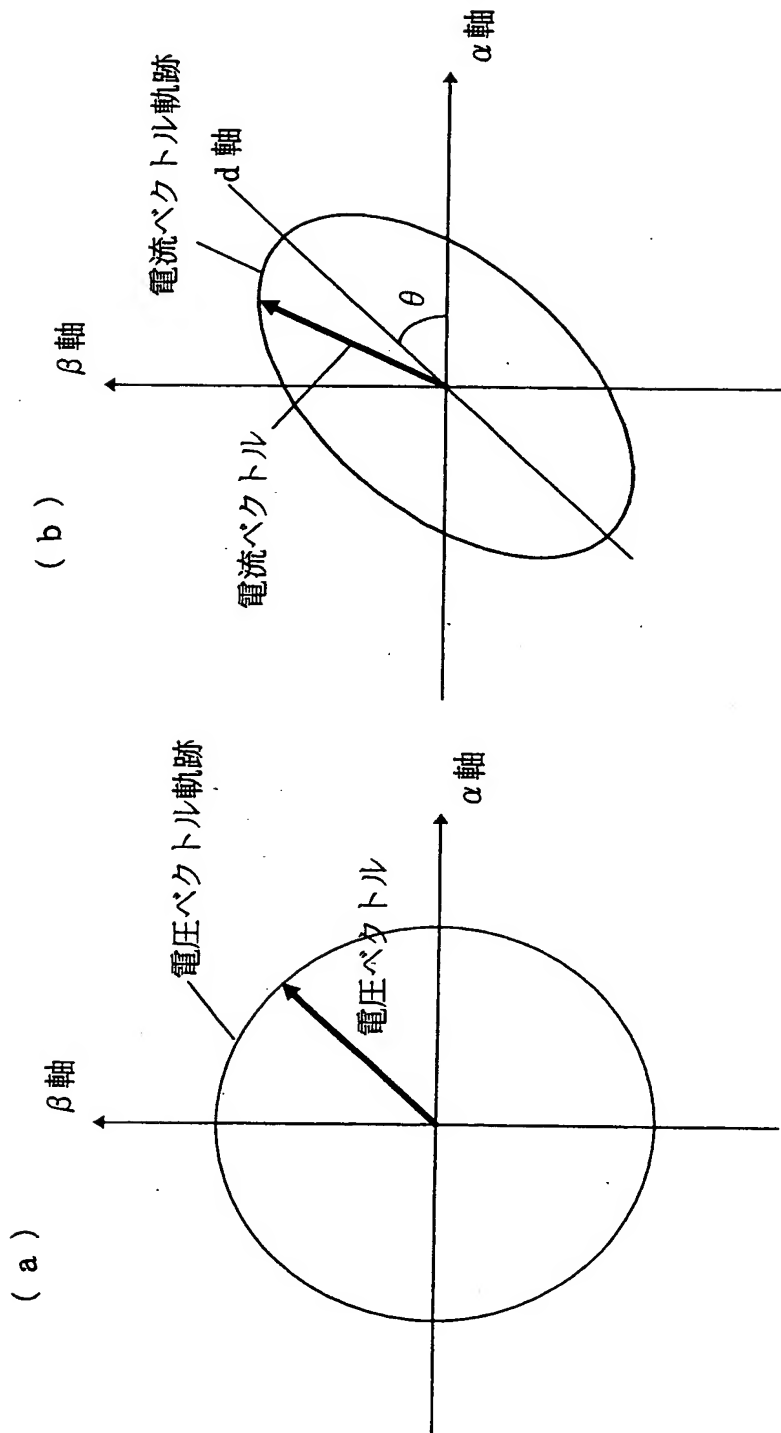
【図 2】

( 図 2 )



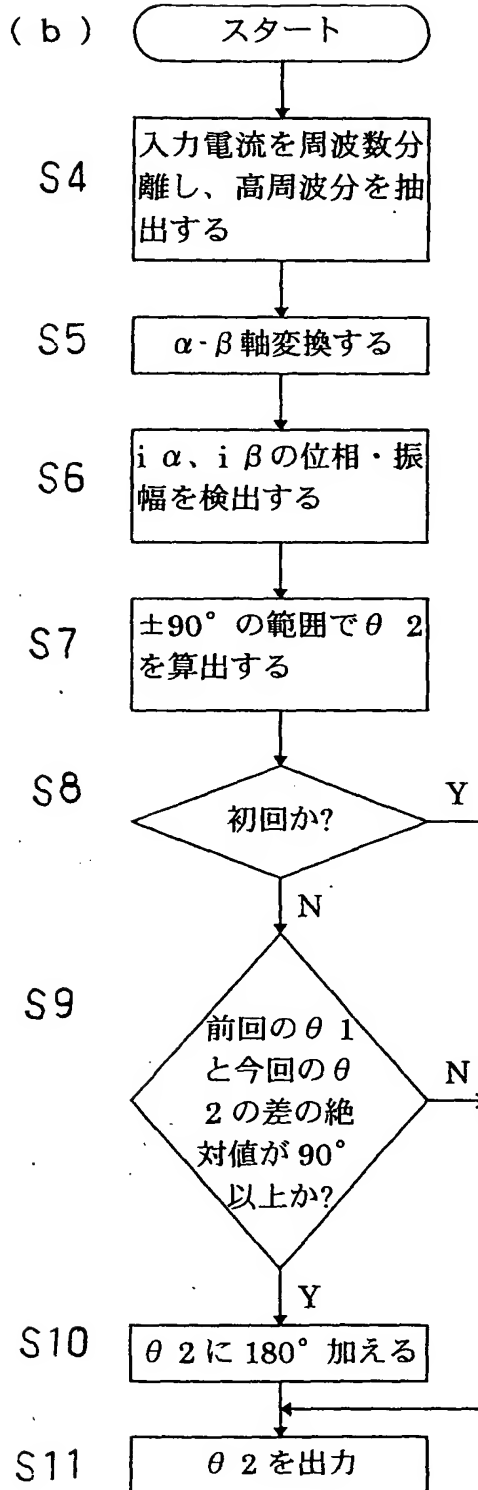
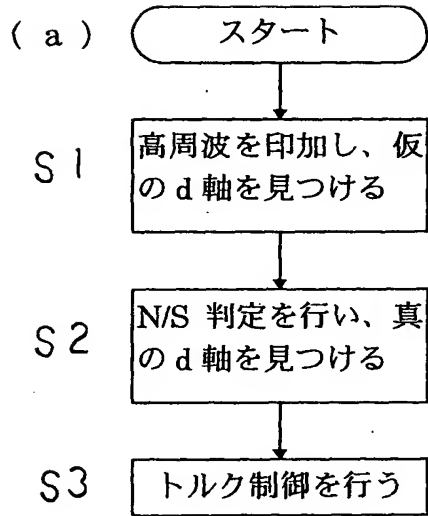
【図 3】

( 図 3 )



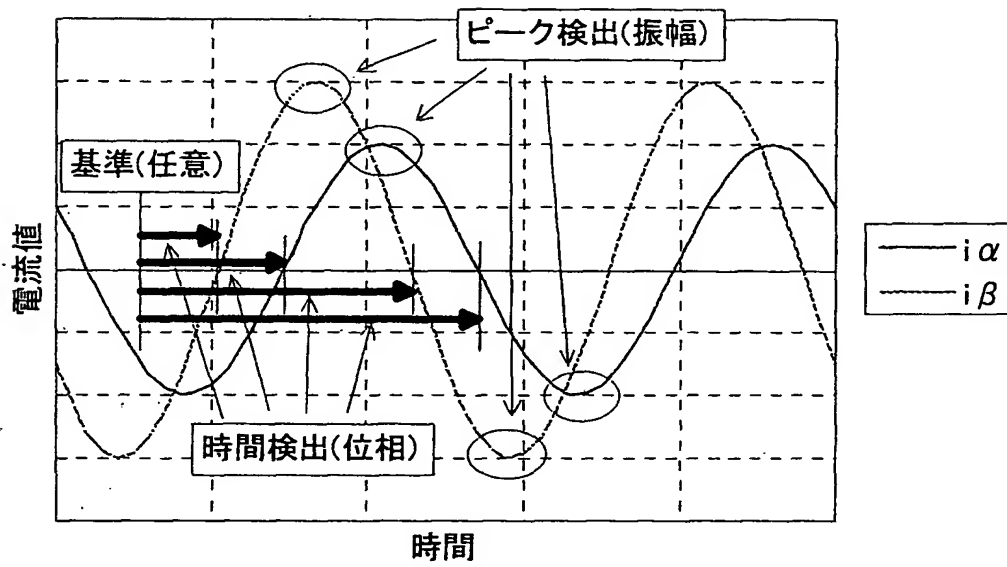
【図 4】

( 図 4 )



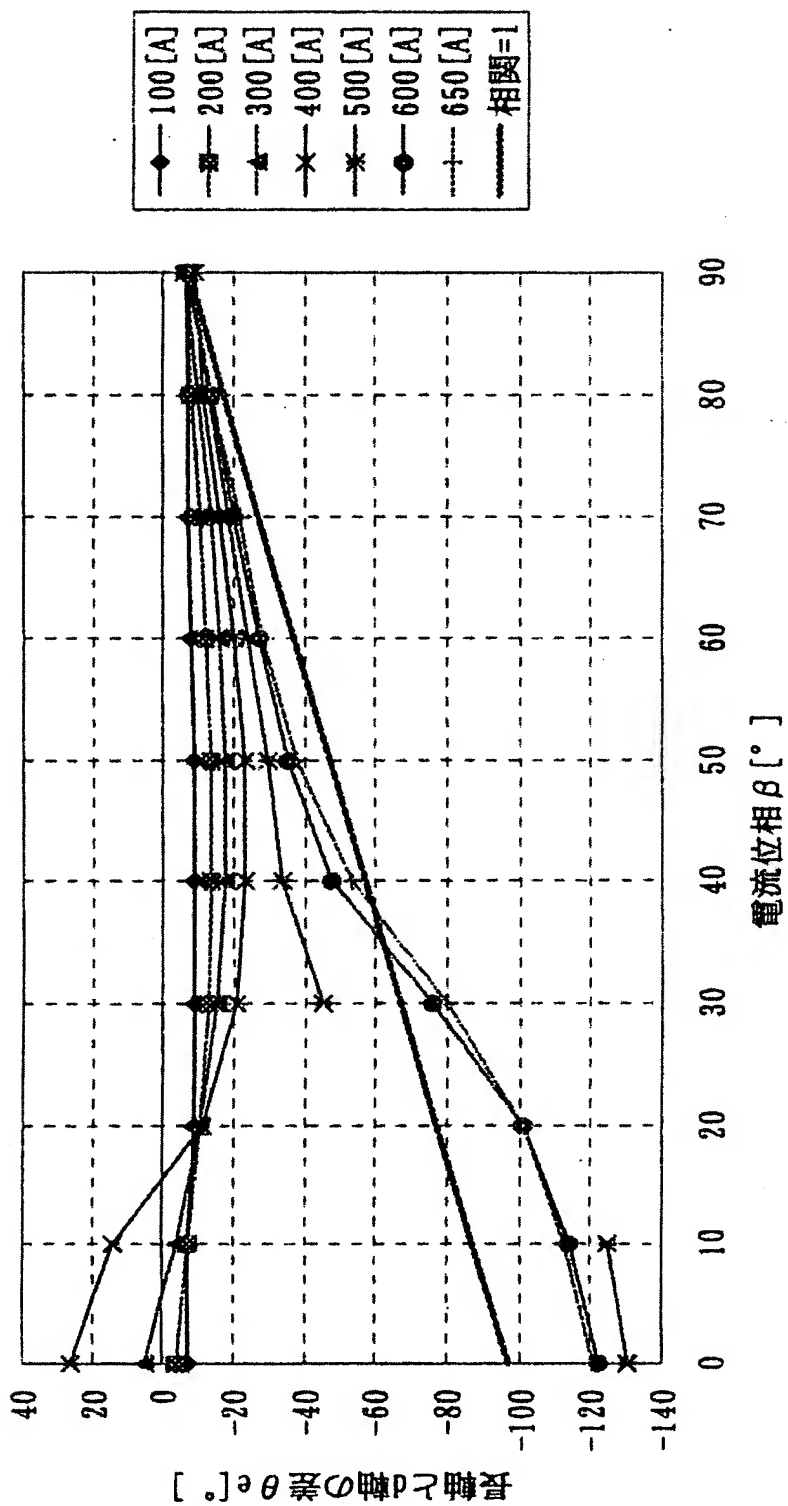
【図 5】

( 図 5 )



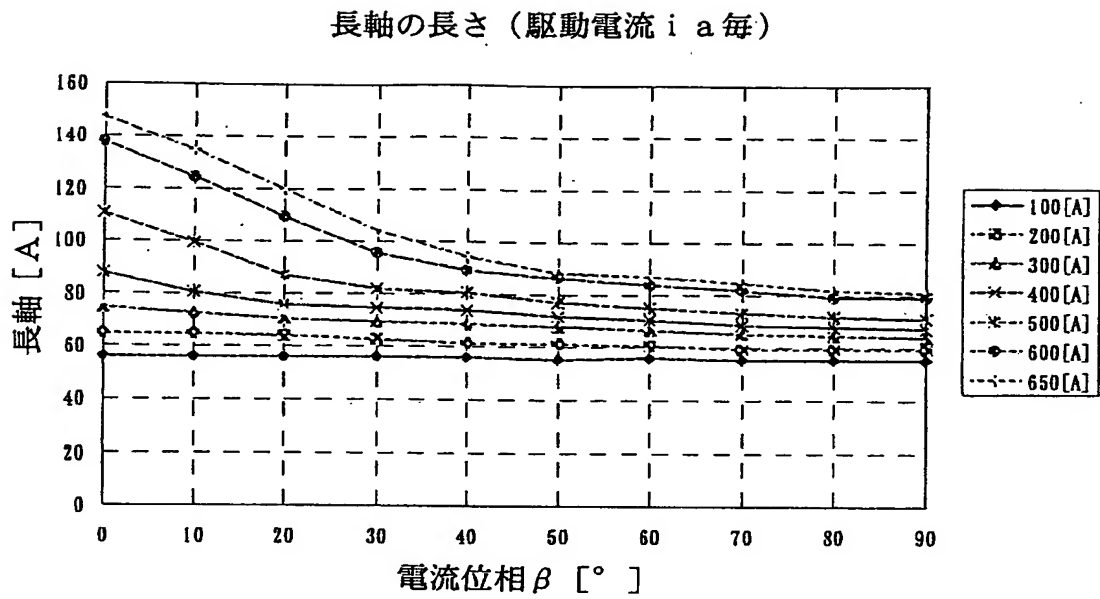
【図 6】

( 図 6 )



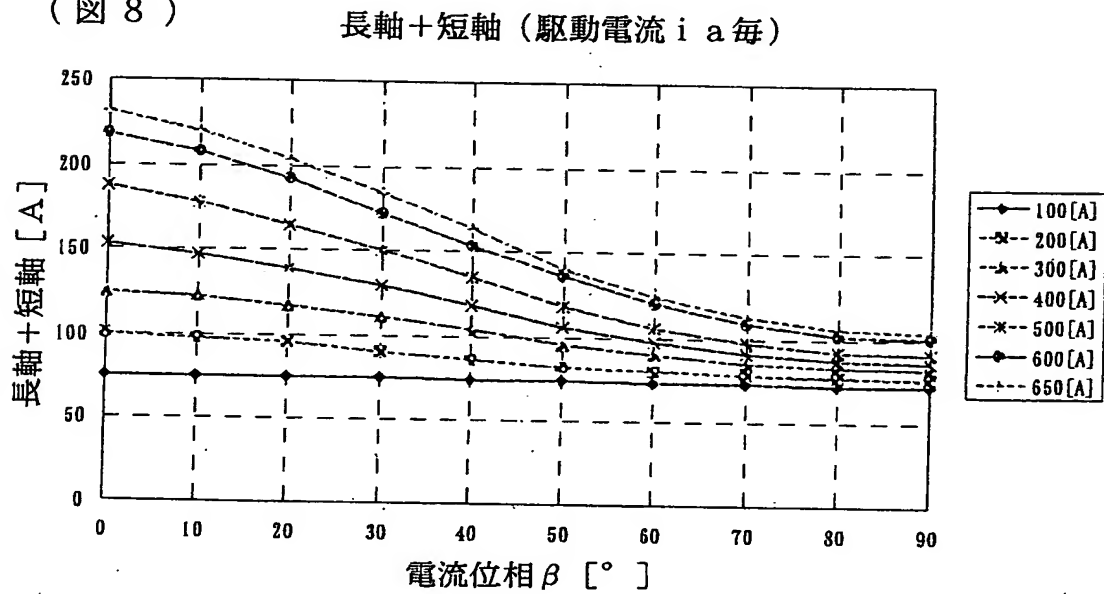
【図 7】

( 図 7 )



【図 8】

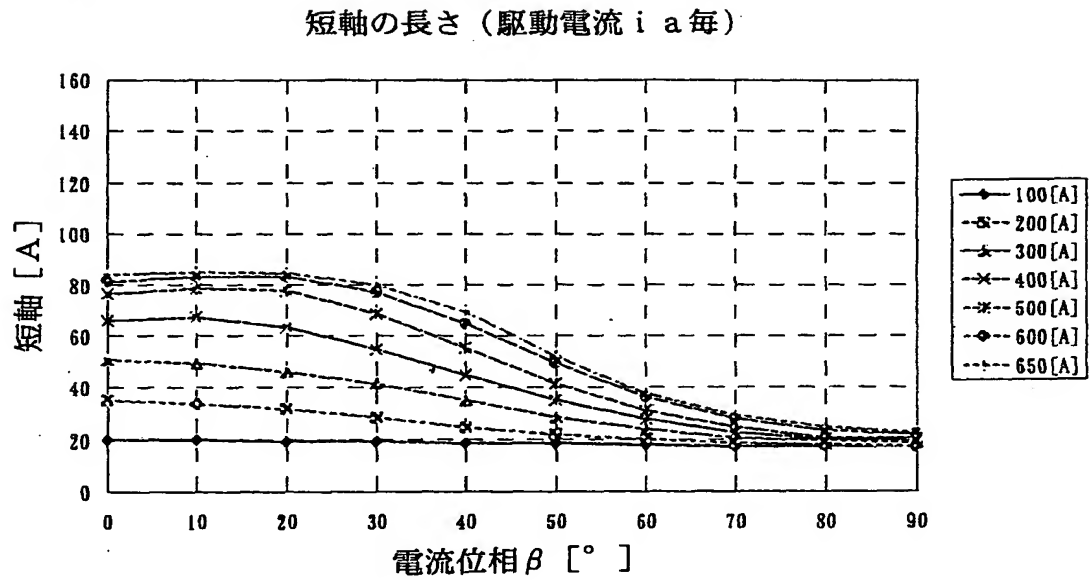
( 図 8 )





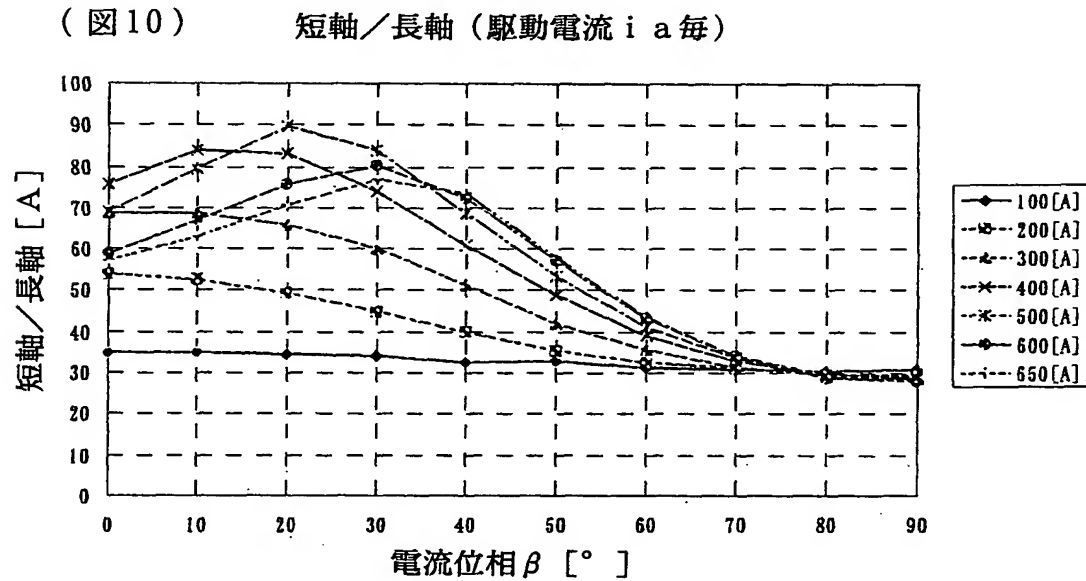
【図 9】

( 図 9 )



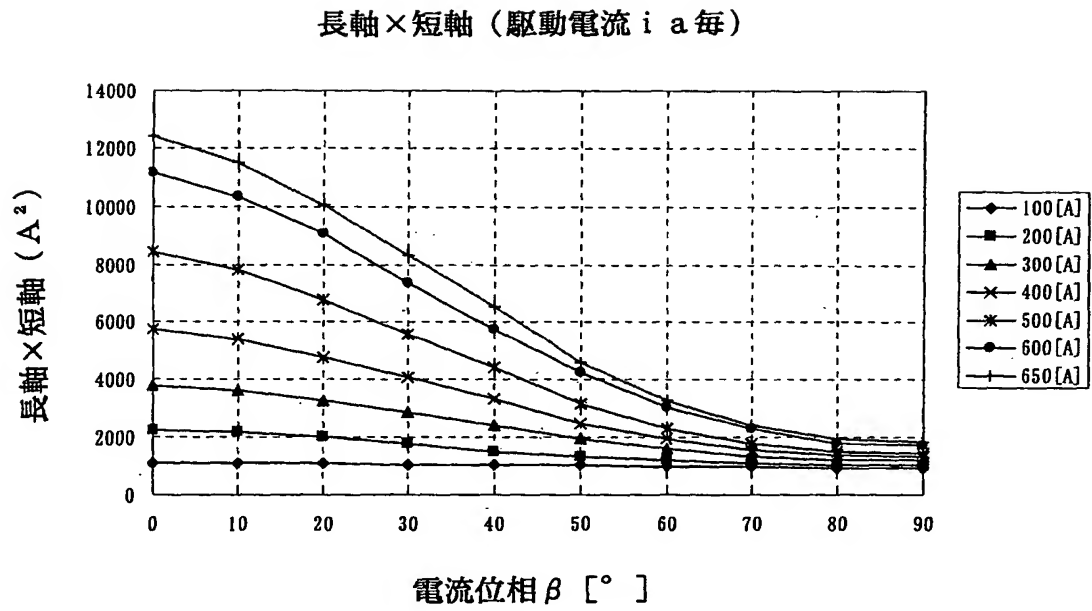
【図 10】

( 図 10 )



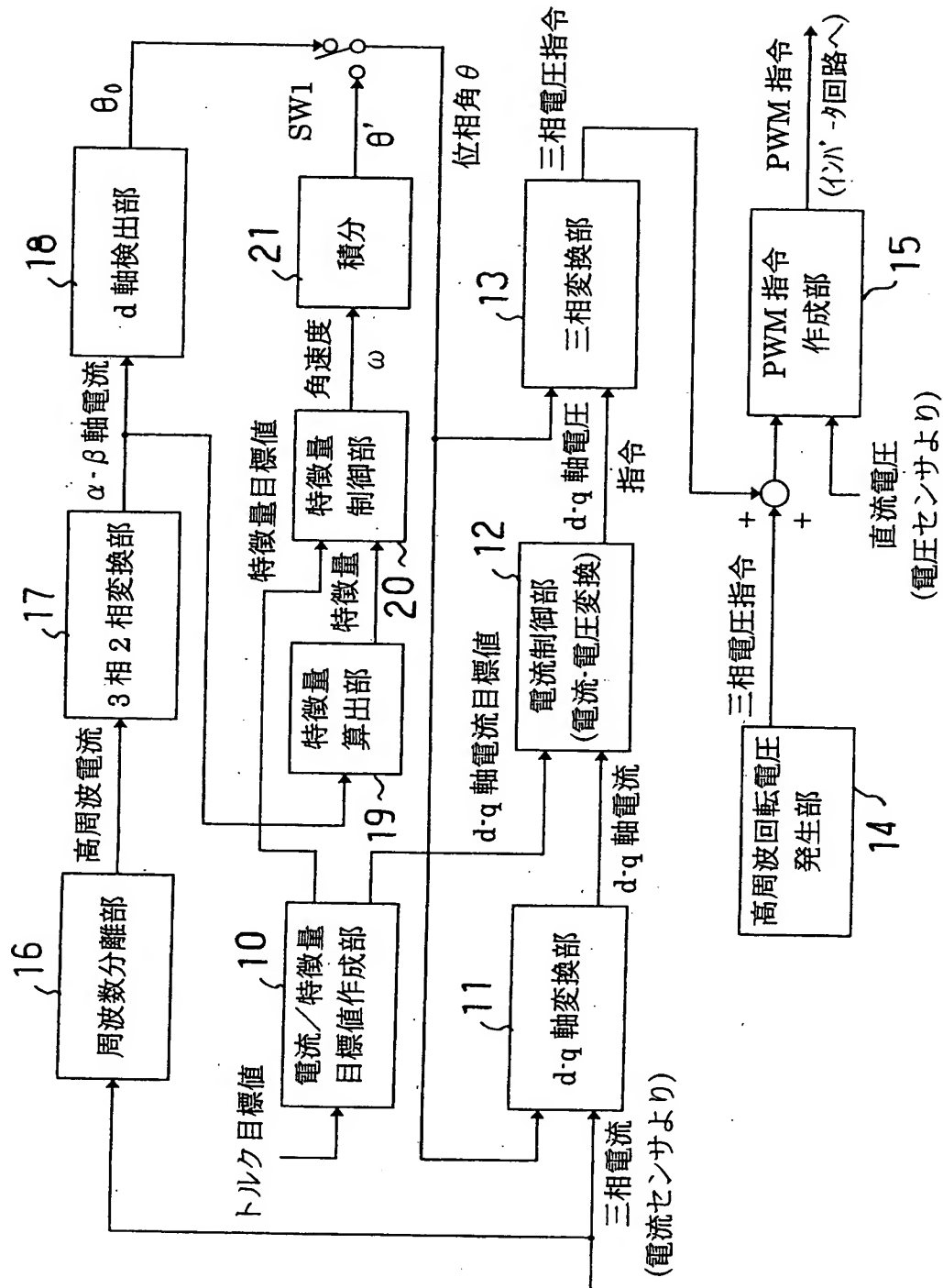
【図 1 1】

( 図 1 1 )



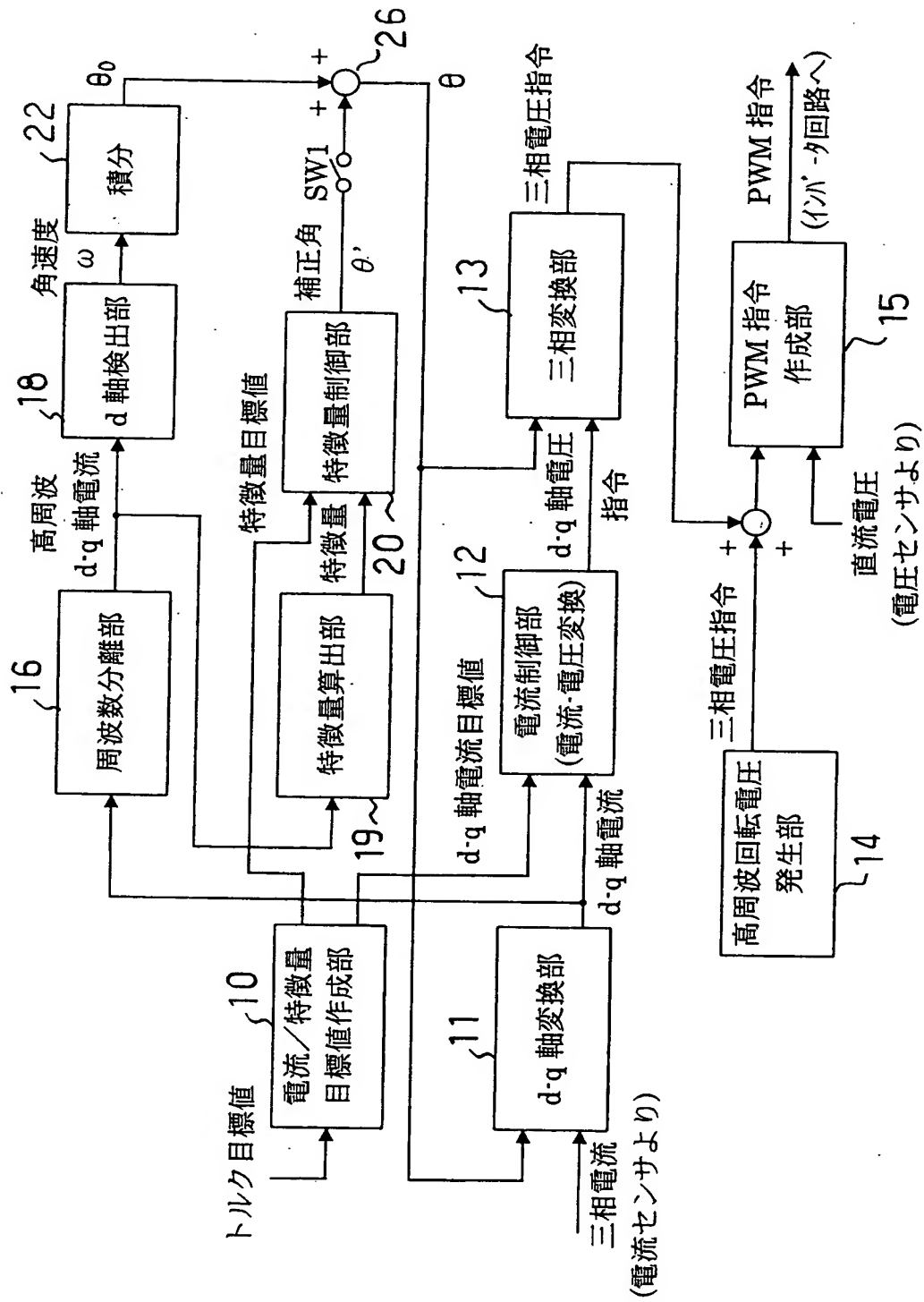
【図 12】

(図 12)



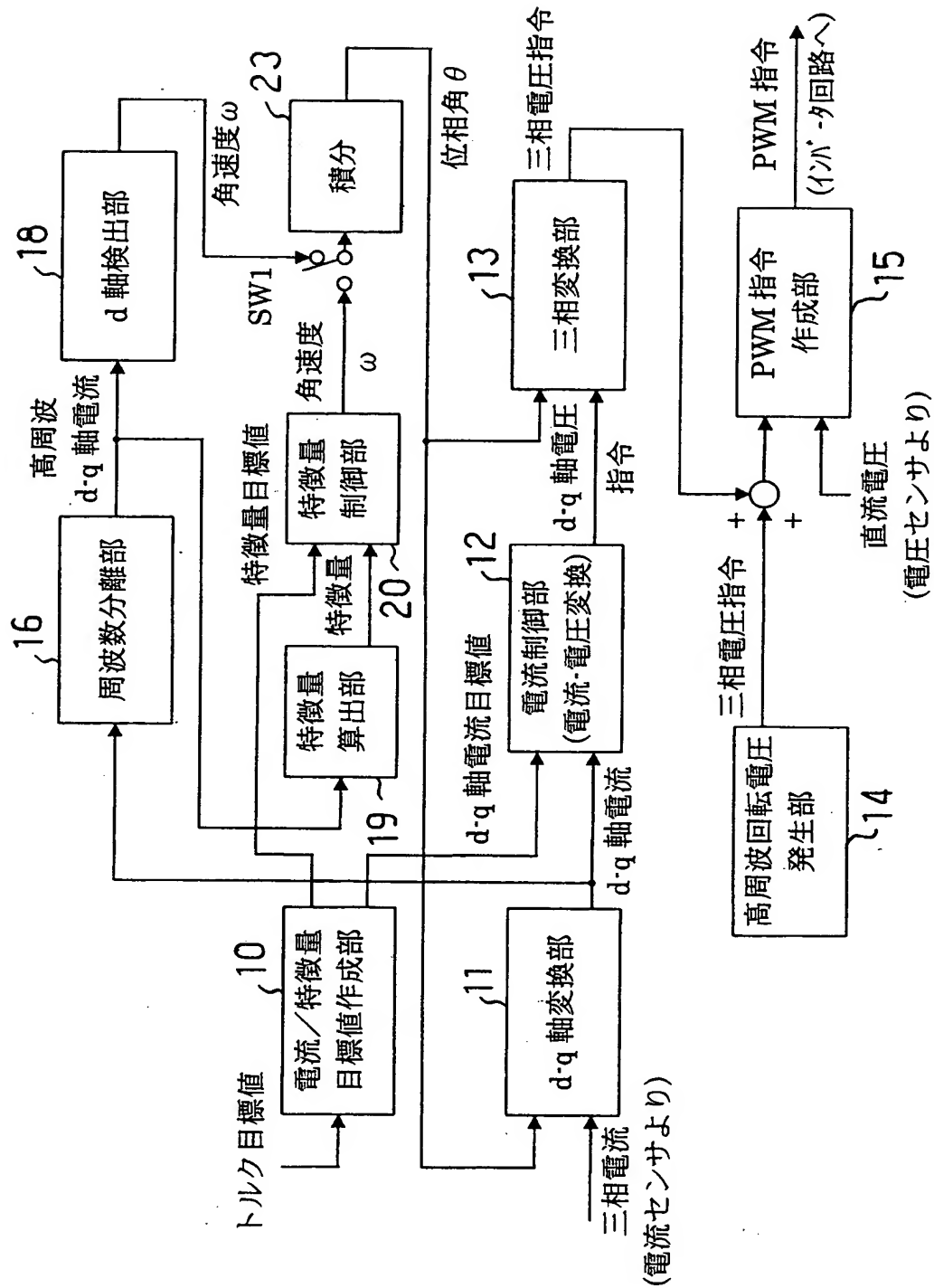
【図 1 3】

( 図 13 )



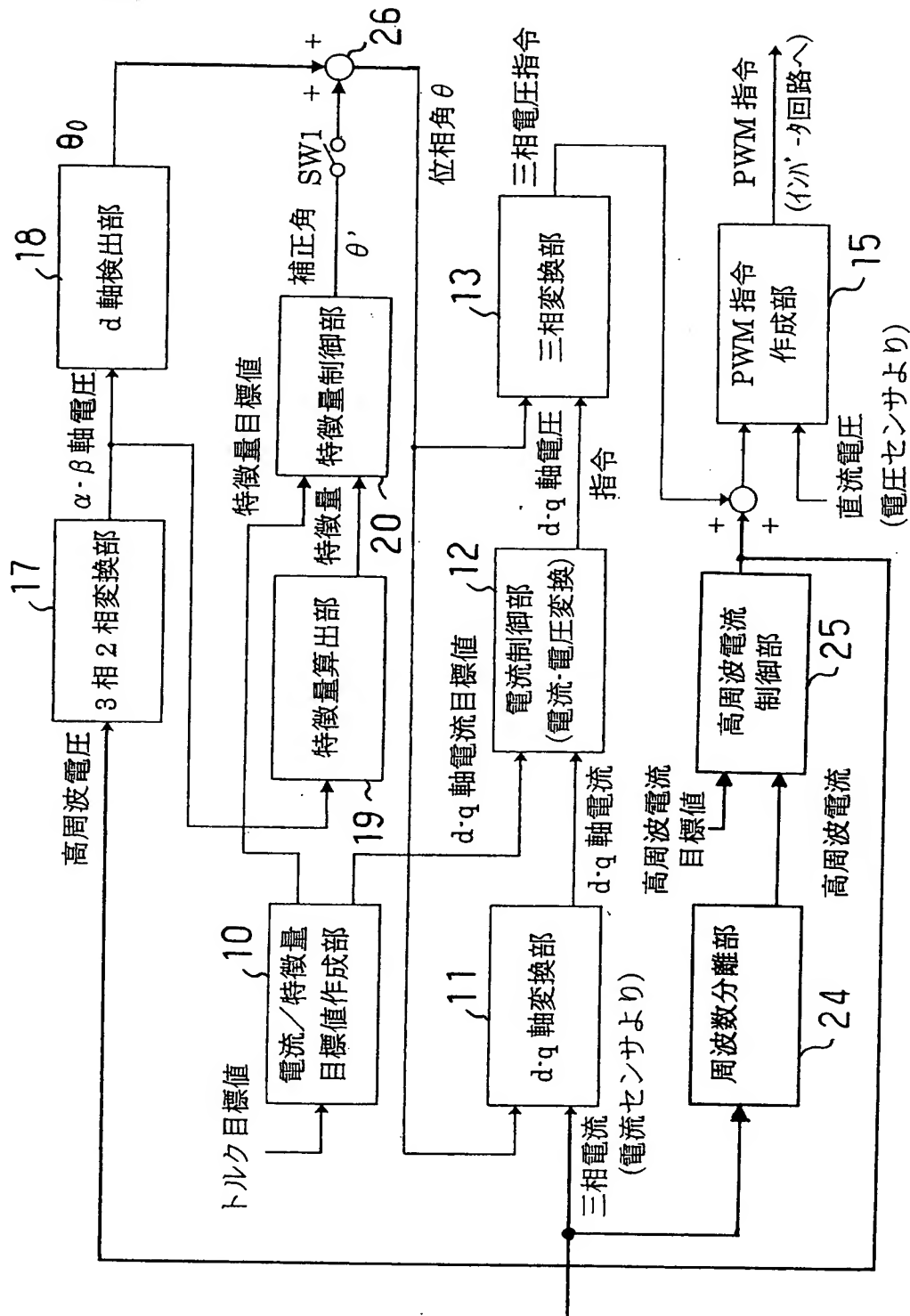
【図 14】

( 図 14 )



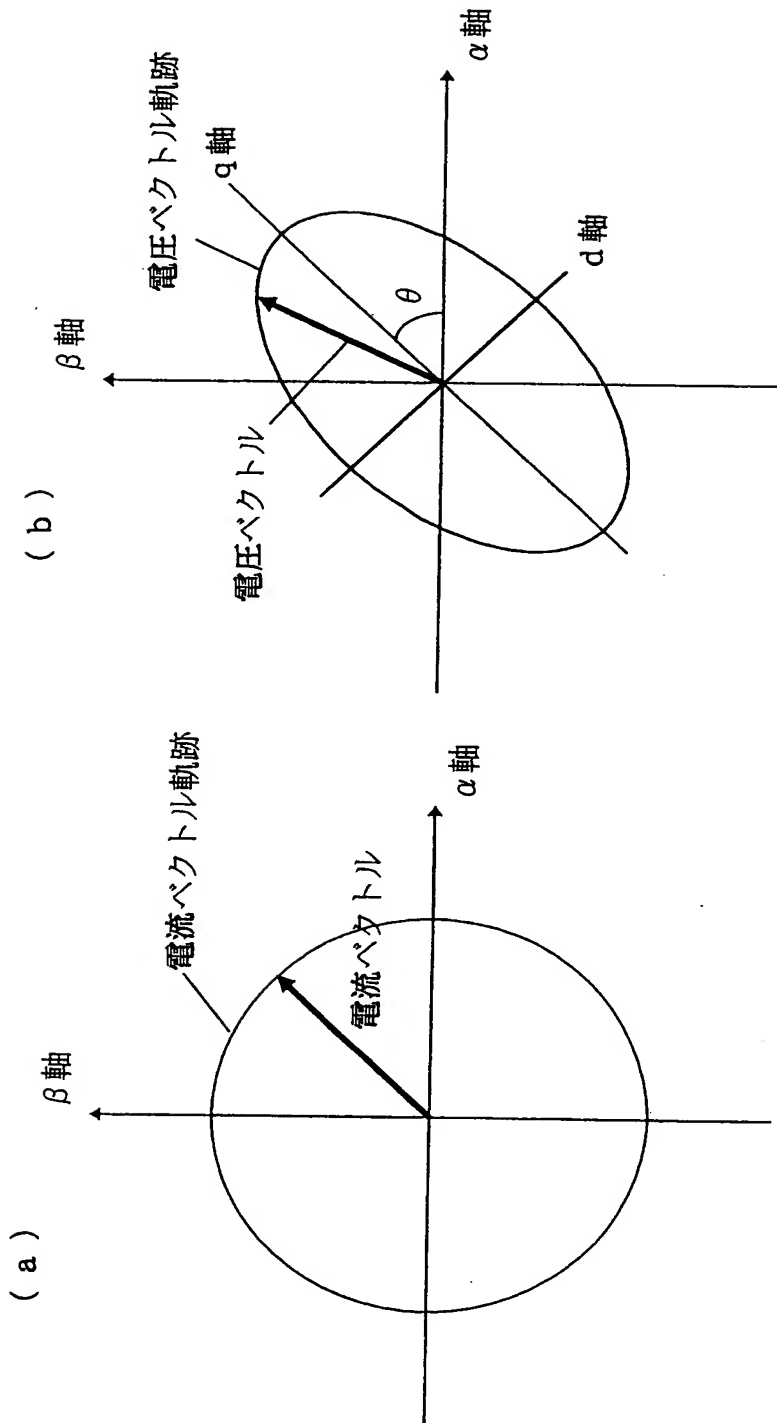
【図 15】

(図 15)



【図 1 6】

( 図 1 6 )



【書類名】                      要約書

【要約】

【課題】 回転子の位相角をセンサレスで検出する際に、高負荷時でもセンサレス動作が可能な電動機の制御装置を提供する。

【解決手段】 目標トルク値に応じて空間電流ベクトル軌跡の長軸長さと短軸長さとの少なくとも一方に基づいた特徴量の目標値を算出する特徴量目標値作成手段 1 0 と、電動機の駆動電流に異なる周波数の重畳電流を重畳する高周波回転電圧発生部 1 4 と、該重畳電流を分離する周波数分離部 1 6 と、分離した重畳電流の値から d 軸位相角を検出する d 軸検出部 1 8 と、分離した重畳電流から特徴量実際値を検出する特徴量算出部 1 9 と、特徴量目標値と特徴量実際値とに基づいて補正角を算出する特徴量制御部 2 0 と、d 軸位相角を補正角によって補正する加算器 2 6 と、を備え、高負荷時には補正された位相角に基づいて、電動機を駆動するインバータ回路を制御する電動機の制御装置。

【選択図】                      図 2



出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 3 9 9 7 ]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 3 1 日
[変更理由]	新規登録
住 所	神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地
氏 名	日産自動車株式会社